

RF-MEMS 电感三维衬底耦合的扩展 PEEC 法分析

龙海波, 张跃江, 冯正和

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

摘 要: 本文扩展了部分元等效电路(PEEC)法来分析 RF-MEMS 电感的三维结构衬底耦合. 将电边界条件引入 PEEC 法中, 从而得到包含了衬底耦合的电容矩阵; 通过电荷源等效使得在部分元的计算中能应用均匀介质空间的格林函数; 应用合适的网格单元尺寸而引入电磁场滞后效应, 使得在较大尺寸器件和较高频段时仍能保证 PEEC 法的高精度. 这些改进降低了分析的复杂度和计算量, 并保持了高精度. 根据该方法编制的程序的数值结果与已发表的实验数据吻合得很好.

关键词: 射频微机电系统; 部分元等效电路法; 电感矩阵; 电容矩阵

中图分类号: TM15 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 09-1308-05

Analysis of 3D-Substrate Coupling in RF-MEMS Inductors by Extended PEEC

LONG Hai-bo, ZHANG Yao-jiang, FENG Zheng-he

(State Key Lab on Microwave and Digital Communication, Dept. EE, Tsinghua University, Beijing 100084 China)

Abstract: This paper extends PEEC method for fast-accurate electromagnetic analysis of RF-MEMS spiral inductors. By introducing electrical boundary conditions into PEEC, the capacitance matrix is extended to include 3D-substrate coupling. With equivalent of charges in interface, Green functions in uniform dielectric regions can be used in calculation. By using proper mesh size and considering retardation times, the precision of PEEC can be maintained even in tough cases. These improvements reduce the analysis complexity and calculation time. The numeric results show good agreement with published measurement data.

Key words: radio frequency microelectromechanical systems (RF-MEMS); partial equivalent element circuit (PEEC); inductance matrix; capacitance matrix

1 引言

现代通信的发展推动了无线通信系统中射频收发前端和信号处理后端的集成化. 片上螺旋电感是实现射频 SOC 的关键器件, 大量的研究力量和资源已投入到该研究中. 应用三维 MEMS 工艺优化片上螺旋微电感的工艺结构特别是衬底的结构以减小电磁耦合和损耗, 提高品质因数, 改善电感的射频性能. 这样的片上电感可称为射频微机械电感(RF-MEMS inductors)^[1-2]. 目前射频微机械电感的制造取得了很大进展, 但它精细复杂的三维工艺结构特别是衬底结构增加了电磁分析的难度. FEM 和 FDTD 等求解场分布的三维数值法精度虽然很高, 但用于分析片上电感这类导体层很薄而介质层很厚的器件时则显得太繁琐; PEEC 法将场分析转化为路分析, 是该问题的优秀解决方案^[3]. 但传统的 PEEC 法只适于分析均匀介质区域内的复杂多导体系统间的电磁耦合, 精度很高^[4]; 而不擅长分析非均匀介质区域内的导体系统电磁耦合, 因为此时在部分元计算中要提取很复杂的格林函数. 文献[5]采用提取分层媒质格林函数的方法分析了片上螺旋电感的衬底耦合, 但它只是一种二维的分析方法; 本文在源等效的基础上将电磁

边界条件引入 PEEC 法, 使之可以分析任意三维结构的衬底耦合.

将电感的螺旋线圈沿纵向剖分为电感单元和电容单元. 电感单元间的磁耦合体现为电感矩阵^[6]; 电容单元间的电耦合体现为电容矩阵^[7]. 再将电感单元沿横截面剖分为体元素以模拟趋肤效应和邻近效应导致的电流分布不均匀性, 计算体元素间的感性部分元, 提取出电感矩阵. 将电容单元(导体-介质分界面)和介质-介质分界面剖分为面元素以模拟衬底耦合和电容单元间的电耦合导致的电荷分布不均匀性, 结合电边界条件计算面元素间的容性部分元, 提取出电容矩阵. 在部分元等效电路网络中, 电感单元对应电流节点和电感元件, 电容单元对应电压节点和电容元件, 用传统电路网络分析理论可解出电感单元上电流分布和电容单元上电位/电荷分布. 然后根据端口处的电流电位求得二端口等效的导纳矩阵, 进而提取出电感的集总元等效模型参数.

2 PEEC 法分析 RF-MEMS 器件的精度改进

PEEC 法是将谐波电场和磁场用标量电位函数 Φ 和矢量

收稿日期: 2002-03-20; 修回日期: 2002-07-10

基金项目: 973 国家重点基础研究基金项目(No. G1999033105); 国家自然科学基金项目(No. 6017015)

磁位函数 A 来表示 $E = -\nabla\Phi - j\omega A$, $B = \nabla \times A$. 位函数间的关系用 Lorentz 条件来规范,可得到位函数在介质均匀空间的格林函数为:

$$G_{\Phi} = \frac{e^{-jkR}}{4\pi\epsilon R}, \quad G_A = \frac{\mu e^{-jkR}}{4\pi R}$$

其中 $R = |r - r'|$, 这里, r 和 r' 分别是场点和源点位置矢量. 当 $kR \ll 1$ 也就是器件尺寸的线度远小于 $\lambda/6$ 时,格林函数中的波动项 e^{-jkR} 就可近似为恒定项 1 了,这恰好是 $\omega = 0$ 时(泊松方程)的静态解,因此称这种近似解为准静态解. 用静态解获得位函数 A 和 Φ ,再代入表示式获得电场和磁场. 在电场解中有频率项 $-j\omega A$,而且 PEEC 法是用电荷守恒定理来联系这两个源激励的,即 $\nabla \cdot J = -j\omega\rho$,这样就考虑了波的传播效应. 由以上分析可知 PEEC 法的计算精度是接近于全波分析的. 考虑电导体上的电场可得[4]:

$$E_0 = \frac{J}{\sigma} + \partial_t A + \nabla\Phi \quad (1)$$

其中 E_0 是外加电场, σ 为导体的电导率.



图 1 体元素: 电流各自均匀分布

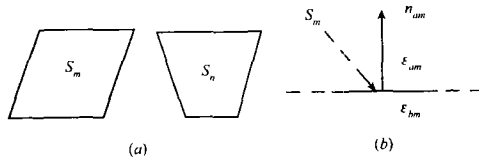


图 2 (a)面元素: 电荷各自均匀分布;
(b)面元素 S_m : 位于介质-介质分界面处

本文定义体元素和面元素如图 1 和图 2. 将式(1)中的位函数在所有的体元素和面元素上展开,可得 PEEC 法各部分元的定义式[4]. 如图 1, 体元素 V_m 自身的部分电阻记为 $R_p(m)$; 体元素 V_n (源)对 V_m (场)的部分电感记为 $L_p(m, n)$. 如图 2(a), 面元素 S_n (源)对 S_m (场)的部分电位系数 $P_p(m, n)$. 当面元素 S_m (场)属于介质-介质分界面处的面元素时,见图 2(b), 定义另一个容性部分元 $E_p(m, n)$, 在文献[7]基础上本文推导出它的定义式如下:

$$E_p(m, n) = \begin{cases} \frac{\epsilon_{am} + \epsilon_{bn}}{2S_m\epsilon_0}, & S_m = S_n \\ \frac{\epsilon_{am} + \epsilon_{bn}}{4\pi\epsilon_0 S_m S_n} \iint_{S_m} \iint_{S_n} \frac{R \cdot \hat{n}_{am}}{R^3} dS_m dS_n, & S_m \neq S_n \end{cases} \quad (2)$$

这里 $R = (r_m - r_n)$, r_m 和 r_n 分别为场点和源点位置矢量.

民用无线通信的常用频段小于 5GHz, 大于 1.0cm, 而 RF-MEMS 电感尺寸的线度为 100um 量级, 满足 $kR \ll 1$ 的精度条件. 如果分析的频段达到 10GHz 或者器件的尺寸更大, 要保证精度又不增加计算复杂度, 那么我们可以按如下方式在部分元计算表达式中引入滞后时间: 网格剖分时使体元素和面元素的尺寸线度都满足 $kR \ll 1$, 然后把上面各部分元的定义式乘以 e^{-jkR} . \bar{R} 这里指相互耦合的两元素间的平均距离. e^{-jkR} 的引入并没有增加部分元的计算难度, 而元素的尺寸又保证

计算的精度.

3 螺旋电感等效电路及电感和电容矩阵的提取

3.1 螺旋电感结构的剖分及等效电路

如图 3(a), 把电感螺旋结构剖分为 N 段, 每段为一个电感单元; 因为电荷只分布在导体表面, 而且电磁结构决定了电容单元与电感单元应错开半个位置, 所以由相邻两电感单元外表面的相连的那一半组成一个电容单元, 但首末两个电容单元则只由半个外表面组成, 这样的网格剖分得到 N 个电感单元和 $N+1$ 个电容单元[4].

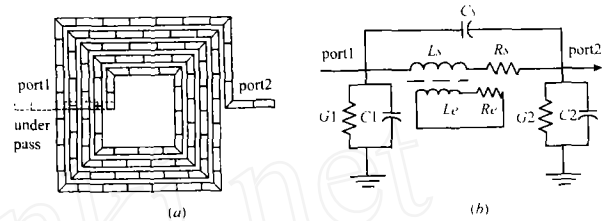


图 3 (a)电感螺旋结构剖分示意图;

(b)片上螺旋电感集总元等效模型

忽略电感单元上的横向电流; 视电容单元各点电位相等. 记第 m 个电感单元上总电流 I_m , 两端电压降为 V_m ; 记第 m 个电容单元上自由电荷总量为 Q_f^m , 电位为 Φ_m . 设电流正方向是从标号低指向标号高的单元, 得:

$$\Phi_m - \Phi_{m+1} = V_m (1, 2, \dots, N) \quad (3)$$

由电荷守恒定律得这两类场源间的关系:

$$I_{m-1} - I_m = j\omega Q_f^m (m = 1, 2, \dots, N+1) \quad (4)$$

其中的 I_0 和 I_{N+1} 是端口输入输出电流, 即外加信号. 将(1)中的位函数在所有的电感单元和电容单元上展开可得[4]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 - \Phi_2 \\ \dots \\ \Phi_N - \Phi_{N+1} \end{bmatrix} = [Z_m^L] \begin{bmatrix} I_1 \\ \dots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_{N+1} \end{bmatrix} = [Z_m^C] \begin{bmatrix} I_0 - I_1 \\ \dots \\ I_N - I_{N+1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

这里 $[Z^L]$ 就是电感矩阵, $N \times N$ 维, 包含了传导电流之间的磁耦合; $[Z^C]$ 就是电容矩阵, $(N+1) \times (N+1)$ 维, 包含了电荷之间的电耦合. 电感和电容单元未满足源均匀分布的条件, 故电感和电容矩阵不能通过计算部分元而直接得到. 在 3.2 和 3.3 节里, 将器件进一步剖分为体元素和面元素, 进而推导出电感矩阵和电容矩阵; 然后给定端口信号, 解(5)(6)可求出 $[I_m]$ 和 $[\Phi_m]$, 即螺旋电感上的场源分布.

3.2 包含了趋肤效应和邻近效应的电感矩阵的提取

把第 m 个电感单元沿横截面剖分为 N_m 个体元素, 计算体元素间的部分电阻和部分电感, 可以推导出(5)同时提取出电感矩阵, 具体的过程参见[6].

3.3 包含了衬底电耦合的电容矩阵的提取

把第 m 个电容单元剖分为 K_m 个面元素, 记其中第 i 个面元素上的等效电荷总量为 $QT(mi)$, 自由电荷总量为 Q_f

(mi), 电位为 $\Phi^c(mi)$. 可知:

$$\Phi_m = \Phi^c(mi), i = 1, 2, \dots, K_m \quad (7)$$

$$Qf_m = \sum_{i=1}^{K_m} Qf^c(mi), m = 1, 2, \dots, N+1 \quad (8)$$

考虑导体-介质分界面边界条件:

$$Qf^c(mi) = \frac{\epsilon_{mi}}{\epsilon_0} Qf^d(mi), \begin{cases} m = 1, 2, \dots, N+1 \\ l = 1, 2, \dots, K_m \end{cases} \quad (9)$$

这里 ϵ_{mi} 是指该面元素介质那一侧的介电常数.

把介质-介质分界面剖分为 N^d 个面元素, 记其中第 m 个面元素上的等效电荷总量为 $Qf^d(m)$, 电位为 $\Phi^d(m)$. 如图 2(b), 考虑介质-介质边界条件^[7]:

$$\epsilon_{am} = \frac{\partial \Phi(r_a)}{\partial n_{am}} - \epsilon_{bm} = \frac{\partial \Phi(r_b)}{\partial n_{bm}} = 0, m = 1, \dots, N^d \quad (10)$$

这里 r_a 和 r_b 从两侧逼近面元素, n_{am} 是 S_m 指向 a 侧的法向量的模. 将(10)引入面元素间的电耦合中可得式(11)^[7]:

$$\begin{bmatrix} \Phi^c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_p^{cc}(m, n), [P_p^{cd}(m, n)] \\ [P_p^{dc}(m, n)], [P_p^{dd}(m, n)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Qf^c \\ Qf^d \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\Rightarrow [\Phi^c] = ([P_p^{cc}] - [P_p^{cd}][E_p^{dd}]^{-1}[E_p^{dc}])[Qf^c] \quad (12)$$

把式(12)代入(9)可得:

$$[Qf^c] = \frac{1}{\epsilon_0} \text{diag}(\epsilon_{11}, \dots, \epsilon_{mi}, \dots) [\beta_r^c] [\Phi^c] \Delta [\beta_r^c] [\Phi^c] \quad (13)$$

基于式(7)和(8)在(13)中进行电位代换和电荷合并, 可得式(14):

$$[Qf_m] = [\beta_{mn}] [\Phi_n], \beta_{mn} = \sum_{i=1}^{K_m} \sum_{j=1}^{K_n} \beta^{cc}(mi, nj) \quad (14)$$

将式(4)代入(14), 再求逆可得式(6)和电容矩阵如下:

$$[\Phi_m] = [\beta_{mn}]^{-1} [j\omega(I_{(n-1)} - I_n)] \Delta [Z^c] [I_{(n-1)} - I_n]$$

4 片上螺旋电感的集总元等效模型及参数提取

片上螺旋电感的集总元等效模型如图 3(b)所示, L_s 和 R_s 是螺旋线圈的电感和电阻, L_s 代表磁场储能的能力; R_s 代表了导体欧姆损耗; L_c 和 R_c 是由 L_s 在有损衬底上耦合出的涡流电感和电阻, 代表衬底涡流损耗, 会降低电感 Q 值; C_s 是电感线圈导体间寄生电容, 包含了地道与线圈间的电容, 一般很小; 而 C_1 和 C_2 是电感对地寄生电容, 会降低器件的自谐振频率 f_{re} 和 Q 值极值 Q_{max} ; G_1 和 G_2 是由电耦合导致的对地电导, 包含了衬底的正切损耗和电接触所产生的欧姆损耗. 对于本文中要分析的低损衬底射频微电感, 由于使用了 GaAs 和高阻硅等高阻衬底材料, 衬底涡流很小, 故可忽略 L_c 和 R_c 以及 G_1 和 G_2 的影响.

求出电流分布 $[I_m]$ 和电位分布 $[\Phi_m]$ 后, 根据定义式(15)提取出螺旋电感二端口等效的导纳矩阵 $[Y]$.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_{(N+1)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

由导纳矩阵可求出图 3(b)中的各模型参数. Q 值定义如下:

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} = -\frac{\text{Im}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})} \text{ 或 } Q = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} = -\frac{\text{Im}(Y_{22})}{\text{Re}(Y_{22})}$$

5 数值结果与讨论

笔者编制程序实现了本文的方法, 通过对两类低损衬底片上电感的分析来验证本方法的精确性和有效性, 下面提到的所有数值结果均指用该程序分析得到的结果.

第一类是 CMOS

工艺兼容的方形片上

螺旋电感, 衬底剖面

图见图 4, 电阻率为 2

$k\Omega \cdot \text{cm}$ 的高阻硅衬底

厚 625 μm . 本文分析螺

旋圈数(记为 n)变化

和内直径(记为 D)变

化的该类电感各一组, 每

组内其它参数相同, 可参

见[8]. 内径 $D=100\mu\text{m}$

而圈数变化的电感组 Q

值的数值和实验结果比较

见图 5(a); 圈数 $n=8$ 而

内径变化的电感组 Q 值

的数值和实验结果比较见

图 5(b). 可见本文的数值

结果与文献[8]的实验数据

吻合得很好. 增大电感值

的一般方法是增大电感结

构的尺寸和密度, 这将导

致趋肤效应、临近效应和

衬底耦合的恶化, 在图中

的体现就是 f_{re} 和 Q_{max}

的下降. 故用 MEMS 工

艺来优化电感结构是一种

获得高 Q 值大电感的有效

方法.

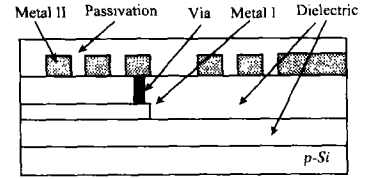


图 4 CMOS 兼容片上螺旋电感剖面图^[8]

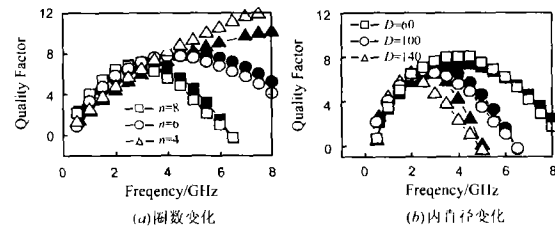


图 5 CMOS 兼容片上螺旋电感的 Q - F 图: 数值结果(实心); 测量结果(空心)

文献[8]给出图 5(a)对应电感组的模型参数实验结果见表 1, 本文的数值结果见表 2, 二者是相吻合的. 本文分析得到的该组电感的 Q 值和模型参数随频率变化曲线图见于图 6(a-d).

表 1 CMOS 兼容电感等效模型参数实验结果^[8]

n	L_s (nH)	$R_{s,dc}$ (Ω)	C_1 (fF)	C_2 (fF)
4	2.85	7.87	21.60	23.80
6	6.84	13.06	33.50	41.00
8	13.10	19.26	46.50	62.70

表 2 CMOS 兼容电感等效模型参数数值结果

n	L_s (nH)	$R_{s,dc}$ (Ω)	C_1 (fF)	C_2 (fF)
4	2.78	7.45	20.80	27.50
6	6.82	13.28	25.40	38.50
8	13.30	20.65	38.20	60.30

本文分析的另一类电感是一组方形片上螺旋 MEMS 电感, 圈数 $n=7$, 剖面图见图 7, GaAs 衬底厚 100 μm , 用 MEMS 后处理工艺将衬底蚀刻出不同深度的空气腔, 而导体层则由一层绝缘氧化物膜支撑悬浮在空气层上. 本文用外尺寸为 250 \times 250 μm^2 , 线圈导体层厚度 1 μm , 其他参数与文献[1]一致的

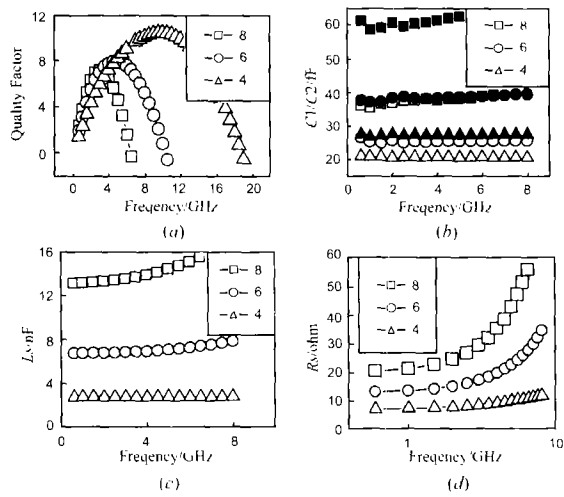


图 6 圈数变化时 CMOS 兼容电感模型参数仿真曲线:
(a) Q - F ; (b) C_1 - F (空心), C_2 - F (实心); (c) L_s - F ; (d) R_v - F

电感组来分析蚀刻效应。文献[1]中根据实验数据提取的模型参数见表 3, 本文的数值结果见表 4, 二者是吻合的。本文分析得到的该组电感的 Q 值和模型参数随频率变化曲线图见图 8(a-d)。

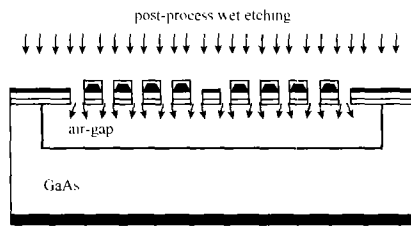


图 7 微机械电感剖面图[1]

表 3 MEMS 电感等效模型参数实验结果[1]

Etching Depth	Q_{max}	f_{Qmax} (GHz)	f_{rc} (GHz)	L_s (nH)	$R_{s,dc}$ (Ω)	C_1 (fF)	C_2 (fF)
STD	5.1	3.1	5.3	12	30	50	65
8um	6.3	3.6	6.2	12	28	45	50
22um	7.5	4.4	7.6	12	29	29	31
42um	13.3	7.7	13.4	12	29	9	12

表 4 MEMS 电感等效模型参数数值结果

Etching Depth	Q_{max}	f_{Qmax} (GHz)	f_{rc} (GHz)	L_s (nH)	$R_{s,dc}$ (Ω)	C_1 (fF)	C_2 (fF)
STD	5.66	3.0	5.6	12.2	28.5	49.3	65.2
8um	6.57	3.5	6.5	12.3	28.5	45.2	47.0
22um	7.50	4.5	7.8	12.3	28.6	29.3	30.5
42um	12.3	7.5	14.0	12.3	28.6	9.4	12.4

下面考查图 6 和图 8 的仿真曲线图。 Q 值可用模型参数表达如下:

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \left[1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_{in})}{L_s} - \omega^2 L_s (C_s + C_{in}) \right]$$

Q 值在较低频段时随频率升高而增大主要是由 $\omega L_s / R_s$ 这个因子造成的; 在较高频段时随频率升高而下降则是由于衬底耦合导致的电容决定的, 体现为表达式中括号内部分。图 6(a)

和图 8(a) 里体现出了 Q 值的这种变化。考查图 6 可知: 在低于自谐振频率时电感和电容值基本上不随频率变, 微弱上升; 而电阻值上升得越来越快, 则是因为导体中电流趋肤效应和临近效应越来越严重。考查图 8(c-d) 可知, 在靠近自谐振频率时, 电感值和电阻值将迅速回落, 这是因为器件的电容效应随频率升高越来越强, 整个器件逐渐由电感向电容转化。考察

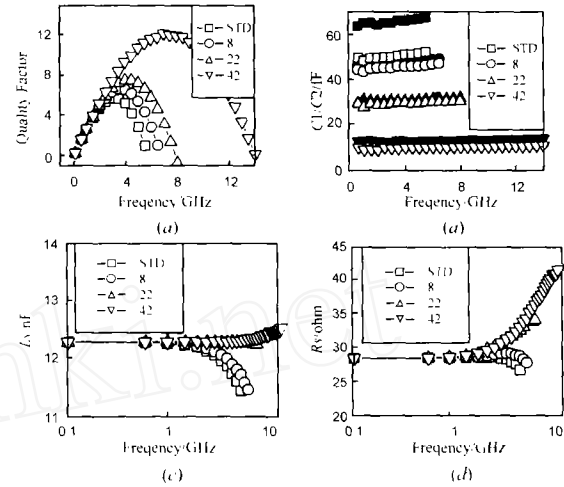


图 8 蚀刻深度变化时 MEMS 电感模型参数数值仿真曲线:
(a) Q - F ; (b) C_1 - F (空心), C_2 - F (实心); (c) L_s - F ; (d) R_v - F

图 8(b) 可见随着蚀刻深度的增加, 衬底寄生电容迅速下降, 这表明衬底耦合减弱了, 得到的好处是: f_{rc} 由 5GHz 上升到 13.5GHz, Q_{max} 从 5(在 3GHz 处) 上升到 13(在 7.5GHz 处)。在有损衬底情况下, 蚀刻衬底不但能消减衬底耦合, 而且还能减弱衬底涡流磁耦合损耗以及 C_1 和 C_2 所带来的电耦合欧姆损耗。

5 结语和讨论

本文扩展了 PEEC 法并用之于分析 RF-MEMS 螺旋电感的三维衬底耦合, 通过引入电磁边界条件, 得到了包含衬底耦合的电容矩阵。这种方法同时也考虑了电感螺旋线圈间的趋肤效应和涡流效应。根据程序分析得到的数值结果与文献中的实验数据吻合得很好, 从而验证了这些改进的精确性和有效性。本方法适于 RF-MEMS 器件的电磁分析, 通过对网格剖分尺寸的改进, 能取得很高的计算精度。编制的程序可用于优化电感的设计, 在 Q 值和工艺参数间取得性能和工艺成本的合理折衷。

这种方法具有扩展性, 通过采用复介电常数, 可以引入 G_1 和 G_2 所表达的衬底电耦合欧姆损耗, 这一层次的扩展可用于分析衬底耦合不强的器件; 而对于螺旋电感这类磁耦合强的器件, 还要进一步扩展电感矩阵以引入衬底涡流电流与导体电流间的磁耦合。

参考文献:

[1] R P Ribas, et al. Micromachined microwave planar spiral inductors and transformers [J]. IEEE Trans MITT, 2000, 48(8): 1326 - 1335.
[2] Z Jun, et al. Development of vertical planar coil inductors using plastic

- deformation magnetic assembly (PDMA) [A]. 2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. Phoenix USA: IEEE, 2001. 193 - 196.
- [3] J N Burghartz. Spiral inductors on silicon-status and trends [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 1998, 8(6): 422 - 432.
- [4] A E Ruehli. Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems [J]. IEEE Trans MTT, 1974, 22(3): 216 - 221.
- [5] A M Niknejad, et al. Numerically stable Green function for modeling and analysis of substrate coupling in integrated circuits [J]. IEEE Trans CAD, 1998, 17(4): 305 - 315.
- [6] W T Weeks, et al. Resistive and inductive skin effect in rectangular conductors [J]. IBM J RES DEVELOP, 1979, 23(6): 652 - 660.
- [7] X Cai, et al. Efficient Galerkin techniques for multipole-accelerated capacitance extraction of 3 - D structures with multiple dielectrics [A]. 1995 Proceedings. , Sixteenth Conference on Advanced Research in VL-SI [C]. Chapel Hill USA: IEEE, 1995. 200 - 211.
- [8] Min Park, et al. The detailed analysis of high Q CMOS-compatible microwave spiral inductors in silicon technology [J]. IEEE Trans. Electron Devices, 1998, 45(9): 953 - 959.

作者简介:



龙海波 男, 1976年2月出生于湖南省湘西自治州, 1996年9月进入清华大学电子工程系学习, 并于2000年7月获得工学学士学位. 2000年9月进入清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室直接攻读博士学位, 现在主要从事 RF-MEMS 器件电磁分析和手机电路信号完整性电磁分析方面的研究工作. E-mail: longhb00@

mails. tsinghua. edu. cn

张跃江 男, 1967年出生于新疆自治区石河子市, 分别于1991年和1994年在中国科技大学无线电电子学系获得工学学士和硕士学位, 1999在北京大学电子学系获理学博士学位, 2001年从清华大学电子工程系博士后站出站. 现为新加坡南洋理工大学 IHPCC 所博士后. 主要从事电磁场理论与数值方法的研究工作.

冯正和 男, 1945年8月生于上海, 1970年毕业于清华大学, 现任清华大学电子工程系教授、博士生导师、系主任. 主要从事智能天线技术, 微波毫米波技术, 电磁场理论与数值方法, 无线数字通信, 时空信号处理, 微波测量等领域的教学和科研工作. E-mail: fengzh@ee. tsinghua. edu. cn